УДК 621.365.5

КОДОВО-ИМПУЛЬСНЫЙ СПОСОБ РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПАРАМЕТРА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ УСТАНОВКИ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

С.К. Земан, О.Е. Сандырев*

ФГНУ «НИИ автоматики и электромеханики», г. Томск
*Томский политехнический университет
E-mail: sandirev@mail.ru

Предложен способ кодово-импульсного регулирования технологического параметра преобразователя частоты для установки индукционного нагрева. Приведены основные аналитические соотношения для расчета регулировочных характеристик предложенного способа при постоянном сопротивлении нагрузки преобразователя. Показано, что при использовании данного способа значительно уменьшаются мощность потерь на переключение силовых коммутирующих приборов, массогабаритные показатели и увеличивается КПД преобразователя частоты.

Индукционный нагрев токами высокой частоты является наиболее современным и высокотехнологичным средством проведения многих технологических операций (нагрев детали под штамповку, закалка, тигельная плавка и т. д.) [1].

При проектировании технологического оборудования необходим широкий диапазон мощностей, выделяемых на различных деталях, для обеспечения требуемого темпа их нагрева [2. С. 19]. Вышесказанное, несомненно, требует применения в установках индукционного нагрева регулирования потока передаваемой в нагрузку энергии.

В современных установках индукционного нагрева применяют преобразователи частоты (ПЧ) с различными методами регулирования технологического параметра (тока, напряжения, мощности). Одним из основных недостатков известных способов являются значительные динамические потери в ключевых элементах, возникающие в процессе регулирования, что в свою очередь приводит к перегреву и возможному выходу их из строя. Эту проблему решают путем применения снабберов, при этом усложняется схемотехника ПЧ и ухудшаются их массогабаритные показатели [3]. Поэтому в настоящее время одной из главных задач проектирования ПЧ является выбор эффективного метода регулирования, обеспечивающего высокий КПД, и улучшение массогабаритных показателей разрабатываемого устройства.

1. Системы с кодово-импульсным регулированием

В технике автоматического управления применяют кодово-импульсные системы [4], в которых осуществляется формирование управляющего воздействия в виде наборов импульсов. Системы с кодово-импульсной модуляцией (КИМ) нашли широкое применение для регулирования мощности в доменных плавильных печах по условию стабилизации средней мощности [5]. В ГОСТ Р 51317.3.2-99 этот метод определяется как управление полупериодами переменного тока, потребляемого от сети, т. е. процесс изменения относительного числа полупериодов прохождения тока к числу полупериодов, в течение которых ток отсутствует.

Предлагается использовать модификацию этого метода и в системах индукционного нагрева, т. к. при характерных для этих систем высоких значениях добротности колебательного контура он позволяет регулировать в широком диапазоне непрерывный ток индуктора с малыми пульсациями. Для высокочастотных систем индукционного нагрева возникающие при этом симметричные составляющие потребляемого тока низкого порядка удовлетворяют требованиям ГОСТ Р 51317.3.2-99, в котором отмечается, что частота гармоники должна быть не менее 40-ой гармоники частоты сетевого напряжения (50 Гц), а именно $f_{гар.}$>2 кГц.

По методу преобразования управляющего сигнала в управляющее воздействие [6] кодово-импульсные методы регулирования ПЧ делятся на основные группы (рис. 1): с прямым преобразованием аналог-код, с программным уравновешиванием и со следящим двухпозиционным преобразованием.

Если при реализации ПЧ в качестве управляющего устройства выбран преобразователь «аналог – код», то каждому значению управляющего сигнала ставится в соответствие заранее определенная программой последовательность импульсов управления (кодово-импульсная комбинация). Прямое преобразование позволяет получить высокую скорость управления.

При следящем преобразовании сравнение происходит непрерывно, целью процесса является стабилизация выходного сигнала с точностью, определяемой величиной гистерезиса. В этом случае формируется разрешение или запрет при подаче на вход индуктора каждого импульса выходного напряжения ПЧ. Реализуются следящие системы на основе релейного элемента (РЭ) с гистерезисом.

Программное уравновешивающее преобразование характеризуется пошаговым приближением выходного сигнала к опорному [7]. В этом случае применяется РЭ с зоной нечувствительности, который формирует переход в следующую кодоимпульсную комбинацию регулирования, в предыдущую комбинацию или запрещает его. Процесс преобразования, вследствие необходимости нескольких итераций, занимает гораздо больше времени,

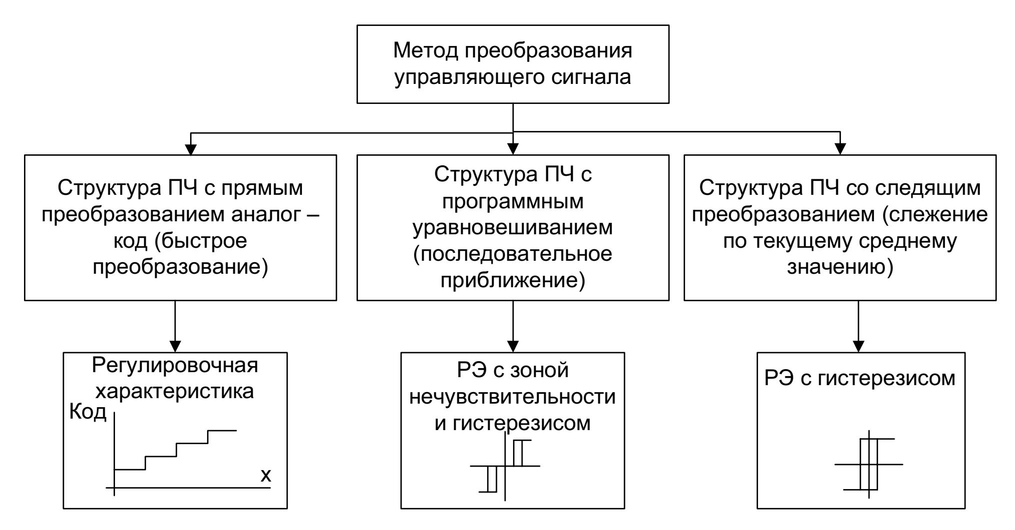


Рис. 1. *Методы преобразования управляющего сигнала в ПЧ УИН*

чем предыдущие методы преобразования, однако он более устойчив и надежен в работе. Точность при таком преобразовании определяется границами зоны нечувствительности РЭ.

2. Теория КИМ

Типовая схема ПЧ с последовательным резонансным инвертором напряжения приведена на рис. 2.

Регулирование среднего значения потребляемой от сети энергии при КИМ достигается за счет изменения количества вынуждающих импульсов, подключаемых к нагрузке за некоторый интервал времени, называемый периодом модуляции $T_{мод}$ (рис. 3, *а*). Интервал времени, на котором индуктор подключается к источнику питания, называется интервалом подачи вынуждающих импульсов $T_{имп}$. Интервал, на котором происходит отключение нагрузки контура от источника питания, называется интервалом свободных колебаний T_0. Выходная частота инвертора в данном случае постоянно настроена на резонанс, обеспечивая таким образом нулевой ток включения и выключения силовых коммутирующих приборов. Ток, протекающий в нагрузке, остается непрерывным и имеет пульсацию

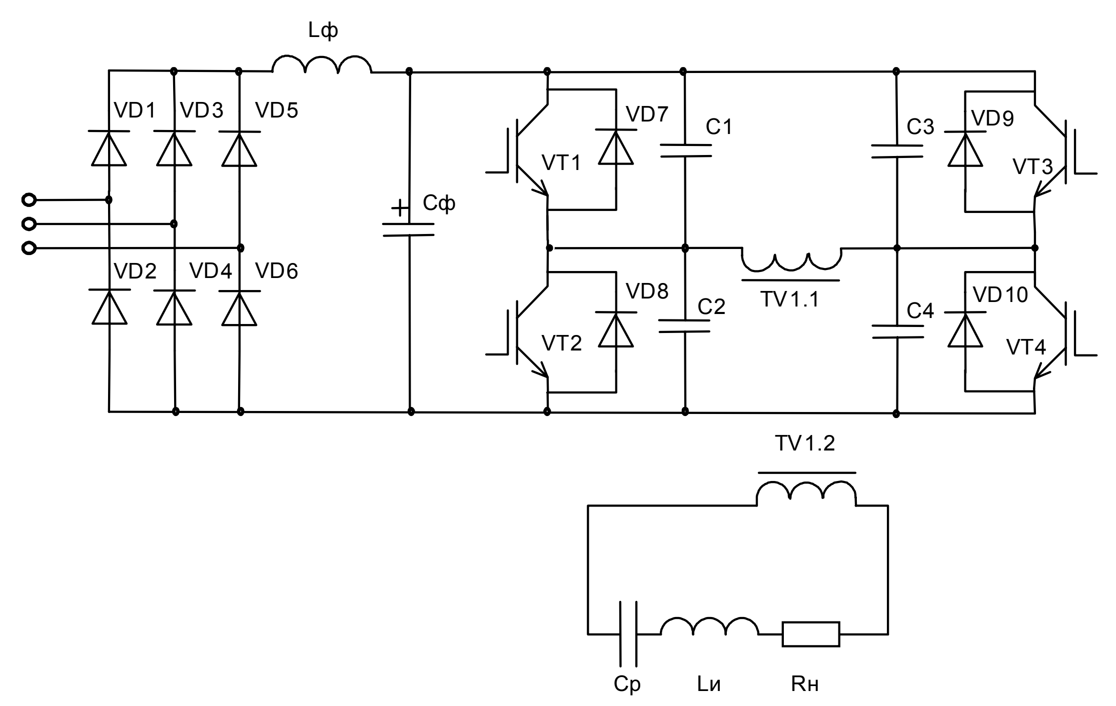


Рис. 2. *Типовая схема ПЧ с последовательным резонансным инвертором напряжения. Ключевые элементы: К1 – VT1; К2 – VT2; К3 – VT3; К4 – VT4*

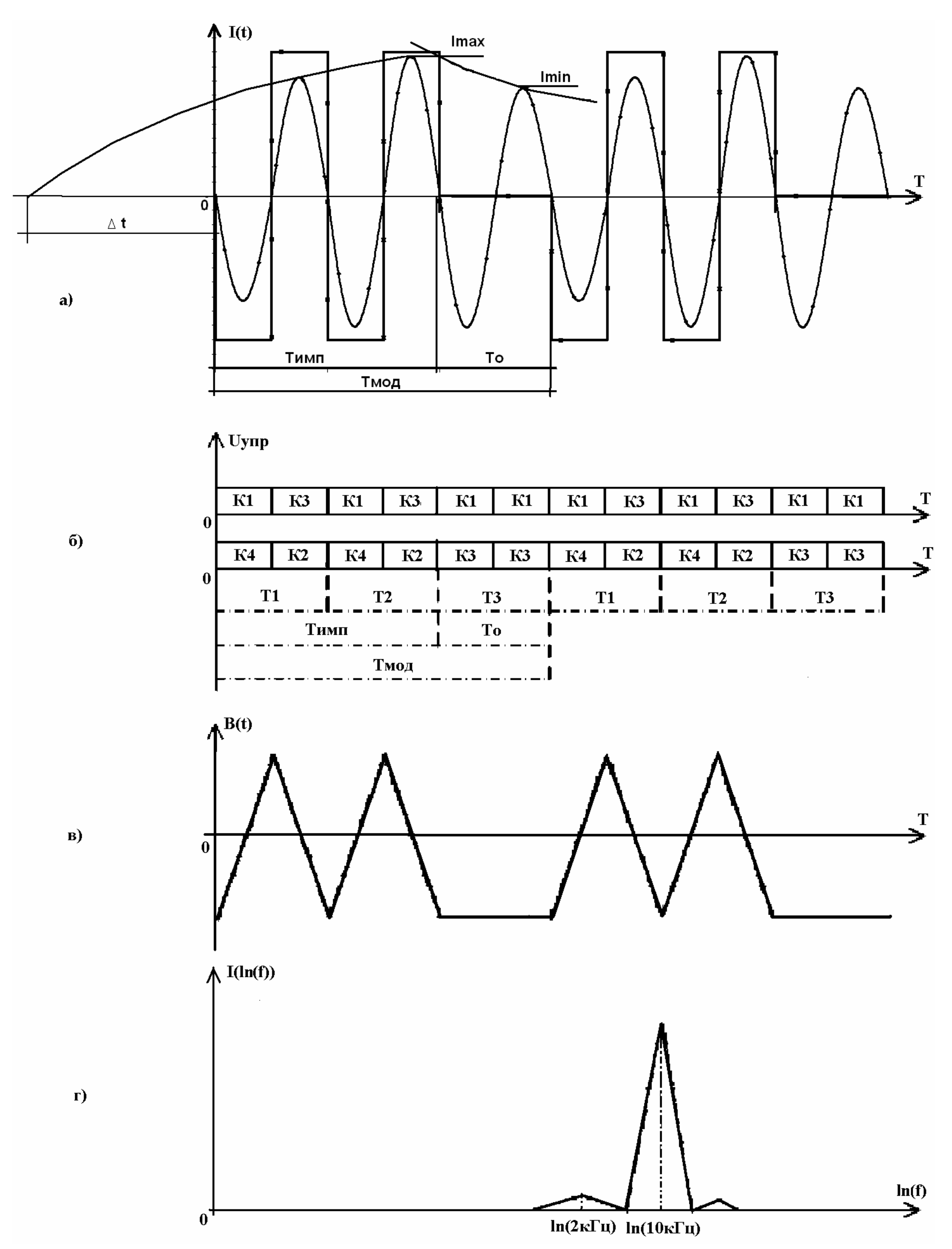


Рис. 3. *Диаграммы: а) напряжения и тока на выходе ПЧ; б) управления ключами (К1, К2, К3, К4) при КИМ; в) индукции B(t) согласующего трансформатора; г) спектрального состава тока нагрузки $f_{гар.}$>2кГц*

$$\Delta I = I_{max} - I_{min}. \tag{1}$$

При малых пульсациях тока индуктора мощность, выделяемая в нагрузке за период модуляции, также изменяется незначительно, а температура нагрузки устанавливается согласно некоторому закону, определяемому ее теплофизическими свойствами и средней потребляемой мощностью.

По сравнению с частотной, широтно-импульсной и частотно-широтно-импульсной модуляцией вынуждающих импульсов КИМ не приводит к фазовому сдвигу между выходными током и напряжением, что повышает коэффициент мощности [8] и снижает динамические потери в схеме. Рабочая индукция трансформатора при регулировании не превышает ее значения в нерегулируемом варианте, рис. 3, *в*.

Для определения регулировочной характеристики КИМ запишем выражение гармонического состава напряжения прямоугольной формы на выходе ПЧ [9]:

$$u(\omega t)=\frac{2E}{\pi}\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{\sin(\nu\omega t)}{\nu}(1-(-1)^{\nu}), \qquad (2)$$

где E – амплитуда импульса прямоугольного напряжения на выходе ПЧ, ν – номер гармоники, ν=1,2, ...

Учитывая, что добротность последовательного колебательного контура Q>>1, произведём расчёт тока нагрузки по первой гармонике. В резонансном режиме, при ν=1, получим:

$$i(\omega t)=\frac{4E}{\pi R}\sin(\omega t)=I_0\sin(\omega t). \qquad (3)$$

где R – нагрузка ПЧ.

На интервале $T_{имп}$ (рис. 3, *а*) огибающая текущих значений амплитуд вынужденных колебаний тока нагрузки описывается выражением [10]:

$$I_m(t)=I_0(1-e^{-\delta(t+\Delta t)}), \qquad (4)$$

где $\delta=\frac{R}{2L}$ – декремент затухания тока в резонансном контуре LCR, t – время затухания, Δt – время смещения начала координат для огибающей текущих значений амплитуд тока нагрузки в установившемся режиме (рис. 3, *а*).

На интервале T_0 (рис. 3, *а*) огибающая текущих значений амплитуд свободных колебаний тока нагрузки запишется в виде:

$$I_m(t)=I_0(1-e^{-\delta(T_{имп}+\Delta t)})e^{-\delta(t-T_{имп})}. \qquad (5)$$

Исходя из условия равенства амплитуд тока в момент времени t=0 и t=$T_{мод}$, определим Δt (рис. 3, *а*), приравняв правые части выражений (4) и (5):

$$I_{\min}=I_0(1-e^{-\delta(\Delta t)})=I_0(1-e^{-\delta(T_{имп}+\Delta t)})e^{-\delta(T_{мод}-T_{имп})}. \qquad (6)$$

Отсюда выражение времени смещения начала координат для огибающей текущих значений амплитуд тока нагрузки в установившемся режиме Δt:

$$\Delta t=-\frac{1}{\delta}\ln\left(\frac{e^{-\delta(T_{мод}-T_{имп})}-1}{e^{-\delta T_{мод}}-1}\right). \qquad (7)$$

Согласно (4), амплитуда тока нагрузки в установившемся режиме будет максимальна в момент времени t=$T_{имп}$ и запишется следующим образом:

$$I_{m\max}=I_0(1-e^{-\delta(T_{имп}+\Delta t)}). \qquad (8)$$

При этом амплитуда тока нагрузки в установившемся режиме будет минимальна, согласно (5), в момент времени t=$T_{мод}$ и запишется в виде:

$$I_{m\min}=I_0(1-e^{-\delta(T_{имп}+\Delta t)})e^{-\delta(T_{мод}-T_{имп})}. \qquad (9)$$

Таким образом, пульсация тока (ΔI) загрузки запишется следующим образом:

$$\Delta I=I_{m.\max}-I_{m.\min}=$$
$$=I_0(1-e^{-\delta(T_{имп}+\Delta t)})(1-e^{-\delta(T_{мод}-T_{имп})}). \qquad (10)$$

Учитывая, что

$$e^{-\delta\Delta t}=e^{\ln\left(\frac{e^{-\delta(T_{мод}-T_{имп})}-1}{e^{-\delta T_{мод}}-1}\right)}=\frac{e^{-\delta(T_{мод}-T_{имп})}-1}{e^{-\delta T_{мод}}-1},$$

перепишем выражение для пульсаций тока загрузки (10) в виде:

$$\Delta I=I_0\left(1-\frac{e^{-\delta T_{мод}}-e^{-\delta T_{имп}}}{e^{-\delta T_{мод}}-1}\right)(1-e^{-\delta(T_{мод}-T_{имп})}). \qquad (11)$$

Таким образом, принимая во внимание, что $T_{имп}$=$\gamma T_{мод}$, выражение (11) преобразуется к виду:

$$\Delta I=I_0\left(1-\frac{e^{-\delta T_{мод}}-e^{-\gamma\delta T_{мод}}}{e^{-\delta T_{мод}}-1}\right)(1-e^{-\delta T_{мод}(1-\gamma)}). \qquad (12)$$

где $\gamma=\frac{T_{имп}}{T_{мод}}$ – коэффициент заполнения.

Учитывая, что $e^{-\delta T_{мод}}=e^{-\frac{\pi}{Q}\nu}=\alpha^{\nu}$, где $\alpha=e^{-\frac{\pi}{Q}}$, а

$=\frac{T_{мод}}{T_0}$ – кратность периода модуляции по отношению к резонансному периоду, перепишем (12) в виде:

$$\Delta I=I_0\left(1-\frac{\alpha^{\nu}-\alpha^{\nu\gamma}}{\alpha^{\nu}-1}\right)(1-\alpha^{\nu(1-\gamma)})=$$
$$=I_0\left(\frac{\alpha^{\nu\gamma}-1}{\alpha^{\nu}-1}\right)(1-\alpha^{\nu(1-\gamma)}). \qquad (13)$$

Т. к. в системе с кодово-импульсным регулированием в нагрузке протекает синусоидальный ток, а последовательный колебательный контур настроен на резонанс и нагрузка для резонансного инвертора напряжения является активной, при расчете баланса мощностей можно ввести значение эквивалентного среднего тока на интервале $T_{мод}$, которое линейно зависит от коэффициента заполнения γ. Тогда конечные выражения для расчета мощностей также являются линейными и значительно упрощают процедуру вычислений в инженерных расчетах.

Для расчета амплитудного значения эквивалентного среднего тока на интервале $T_{мод}$ запишем баланс мощности, потребляемой от источника напряжения, и мощности, отдаваемой в нагрузку:

$$P=I_{ср.ср}E_{ср}=I_{д.ср}^2R, \qquad (14)$$

где $I_{ср.ср}=\frac{2}{\pi}I_{m.ср}$, $E_{ср}=E\gamma$ – среднее значение эквивалентного среднего тока и напряжения питания на интервале модуляции $T_{мод}$; $I_{д.ср}=\frac{I_{m.ср}}{\sqrt{2}}$ – дей-

ствующее значение эквивалентного среднего тока на интервале модуляции $T_{мод}$.

Из (14), получаем выражение для амплитудного значения эквивалентного среднего тока на интервале модуляции $T_{мод}$:

$$I_{m.ср} = \frac{4E}{\pi R}\gamma = I_0\,\gamma. \qquad (15)$$

Таким образом, выражение для расчета потребляемой от источника мощности после подстановки (15) в (14) запишется в виде:

$$P = \frac{8E^2\gamma^2}{\pi^2 R}. \qquad (16)$$

При базовом значении мощности $\frac{8E^2}{\pi^2 R} = 1$ регулировочная характеристика (16) имеет вид (рис. 4).

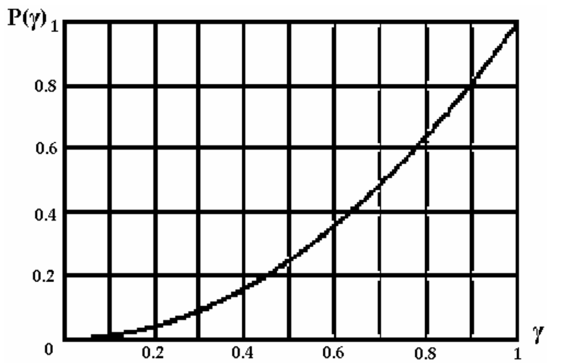


Рис. 4. Регулировочная характеристика КИМ

Нормируя выражение для пульсаций тока загрузки относительно I_0, получим:

$$\Delta I_0^* = \frac{\Delta I}{I_0} = \left(\frac{\alpha^{\nu\gamma}-1}{\alpha^{\nu}-1}\right)(1-\alpha). \qquad (17)$$

Определив значение α для различных значений добротности, построим семейство характеристик $\Delta I_0^*=f(\gamma,Q)$ при ν=const (рис. 5, *а*).

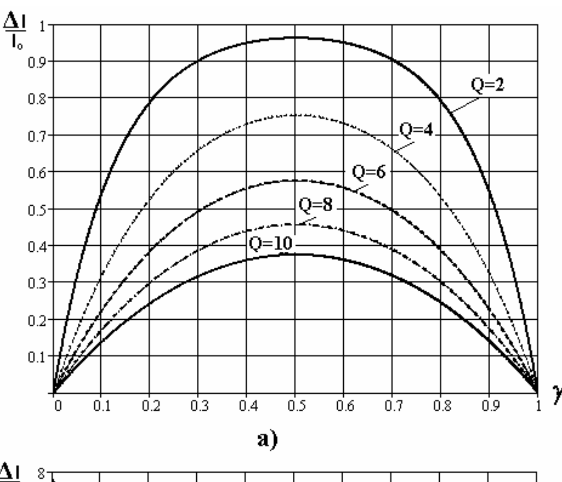
Нормируя величину пульсаций тока нагрузки относительно эквивалентного среднего значения тока на интервале модуляции $T_{мод}$, получим следующее выражение:

$$\Delta I_{ср}^* = \frac{\Delta I}{I_{м.ср}} = \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\alpha^{\nu\gamma}-1}{\alpha^{\nu}-1}\right)(1-\alpha). \qquad (18)$$

Определив аналогичным образом значение α для различных значений добротности, построим семейство характеристик $\Delta I_{ср}^*=f(\gamma,Q)$ при ν=const (рис. 5, *б*).

Регулировочные характеристики, рис. 5, представляют собой зависимости относительных пульсаций тока колебательного контура при различных значениях коэффициента заполнения γ и добротности Q.

Минимизировать пульсации можно, варьируя период модуляции. Рассмотрим, как изменятся регулировочные характеристики при переменном периоде модуляции (ν=var) и постоянном количестве пропусков периодов резонансного тока.



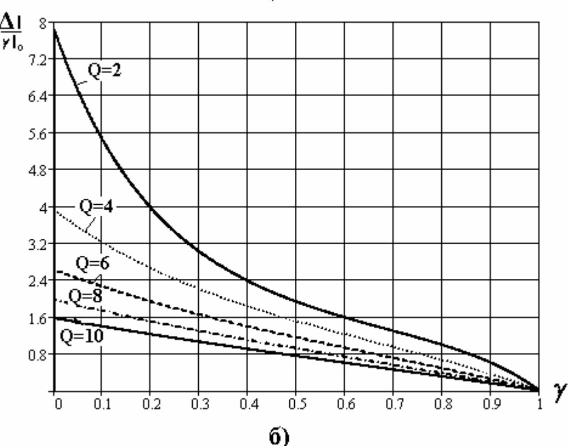


Рис. 5. Семейство характеристик: а) $\Delta I_0^*=f(\gamma,Q)$ б) при $\Delta I_{ср}^*=f(\gamma,Q)$

Минимальные пульсации тока будут наблюдаться при пропуске одного резонансного периода тока загрузки. Для того, чтобы получить семейство характеристик, соответствующее этому режиму работы, определим коэффициент заполнения γ, через кратность периода модуляции ν:

$$\gamma = \frac{T_{мод}-T_0}{T_{мод}} = \frac{\nu T_0 - T_0}{\nu T_0} = \frac{\nu-1}{\nu}. \qquad (19)$$

Тогда выражение для пульсации тока загрузки относительно эквивалентного среднего значения тока на интервале модуляции $T_{мод}$ в функции от коэффициента заполнения γ имеет вид:

$$\Delta I_{ср}^* = \frac{1}{\gamma}\left(\frac{\alpha^{\frac{\gamma}{1-\gamma}}-1}{\alpha^{\frac{1}{1-\gamma}}-1}\right)(1-\alpha). \qquad (20)$$

Семейство характеристик, соответствующих условию пропуска одного периода резонансной частоты, представлено на рис. 6. Следует отметить, что приведенное семейство характеристик имеет вполне конкретный диапазон изменения коэффициента заполнения γ. Нижняя граница этого диапазона (γ=0,3), соответствует кодоимпульсной комбинации одного полупериода закачки и одного периода пропуска.

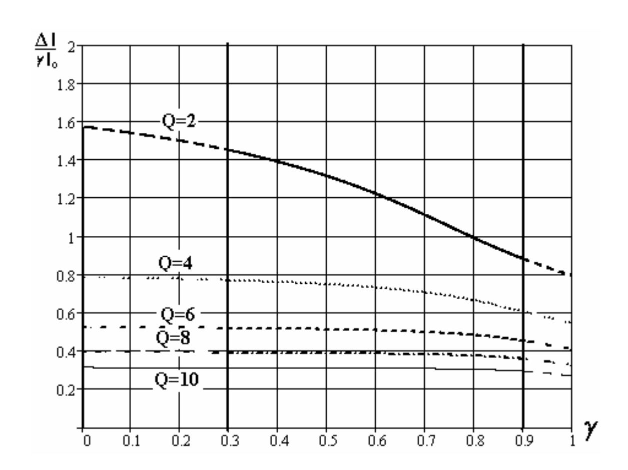


Рис. 6. *Семейство характеристик:* $\Delta I^*_{ср}=f(\gamma,Q)$

На рис. 6 видно, что пульсации тока загрузки существенно нелинейны при низких значениях добротности колебательного контура (Q<2), из чего следует целесообразность применения КИМ в высокодобротных контурах. В этом случае форма тока нагрузки будет максимально приближена к эквивалентному среднему значению тока на интервале модуляции $T_{мод}$, а следовательно и завышение габаритной мощности преобразователя частоты в этом случае будет минимальным.

Сопоставление результатов аналитического решения с результатами математического моделирования при помощи программного пакета Orcad позволяет сделать вывод о том, что максимальная ошибка аналитического расчёта наблюдается при значениях добротности Q<1,5. В этом случае форма тока нагрузки становится отличной от синусоидальной, и коэффициенты формы, рассчитанные для синусоиды, принимают другое значение.

Среди приведенных вариантов регулирования (рис. 5, 6) наиболее перспективным является вариант с пропуском одного периода (рис. 6), т. к. при равных условиях (параметры нагрузки, пульсации напряжения сети) он обеспечивает минимальные пульсации тока нагрузки.

Для обеспечения достаточной точности регулирования рекомендуется применять КИМ для ПЧ, работающих в диапазоне частот 10 кГц и выше, поскольку в этом случае полностью удовлетворяются требования стандартов.

Следует отметить, что применение КИМ в технологии индукционного нагрева является новым и очень перспективным направлением, т. к. позволяет при достаточной точности регулирования практически исключить динамические потери на переключение силовых коммутирующих приборов, что в принципе не сможет обеспечить ни один из методов регулирования, применяемых в индукционном нагреве.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воронов А.А. Основы теории автоматического управления. – М.-Л.: Энергия, 1965. – 396 с.
2. Слухоцкий А.Е. Установки индукционного нагрева. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 325 с.
3. Дмитриков В.Ф., Тонкаль В.Е., Гречко Э.Н., Островский М.Я. Теория и методы анализа преобразователей частоты и ключевых генераторов. – Киев: Наукова думка, 1988. – 312 с.
4. Солодовников В.В. Теория автоматического управления техническими системами. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 1993. – 492 с., ил.
5. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
6. Цыпкин Я.З. Релейные автоматические системы. – М.: Наука, 1974. – 575 с.
7. Шляндин В.М. Цифровые измерительные устройства. – М.: Высшая школа, 1981. – 335 с.
8. Патанов Д.А. Общие проблемы снижения коммутационных потерь в инверторах напряжения // Схемотехника. – 2001. – № 7. – С. 17–19.
9. Дюджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
10. Четти П. Проектирование ключевых источников питания. – М: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
11. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. – М.: Радио и связь, 1990. – 322 с.

Поступила 05.07.2006 г.